

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004年5月6日 (06.05.2004)

PCT

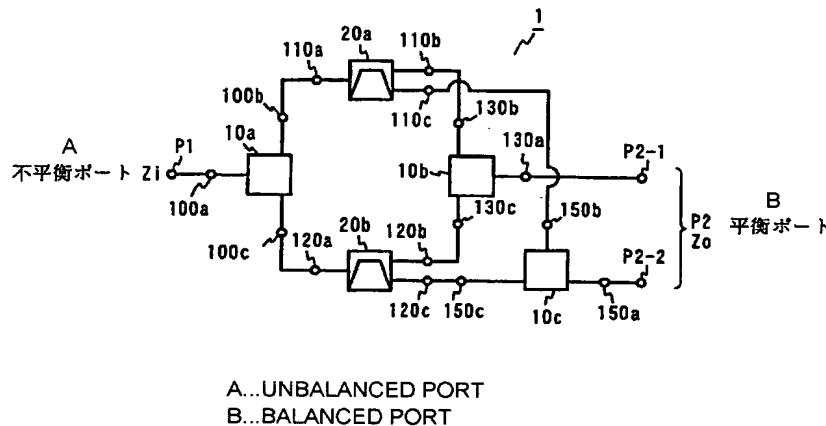
(10) 国際公開番号
WO 2004/038913 A1

- (51) 国際特許分類: H03H 7/01, 7/46, 7/42, H01P 1/15, H04B 1/44
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/013718
- (22) 国際出願日: 2003年10月27日 (27.10.2003)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2002-310876
2002年10月25日 (25.10.2002) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日立金属株式会社 (HITACHI METALS, LTD.) [JP/JP]; 〒105-8614 東京都港区芝浦1丁目2-1 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 萩原 和弘 (HAGIWARA, Kazuhiro) [JP/JP]; 〒366-0026 埼玉県深谷市稲荷町1-17-15 Saitama (JP). 鋤持 茂 (KEMMOCHI, Shigeru) [JP/JP]; 〒360-0856 埼玉県熊谷市別府1-65 Saitama (JP). 深町 啓介 (FUKA-MACHI, Keisuke) [JP/JP]; 〒360-0856 埼玉県熊谷市別府1-65 Saitama (JP). 渡辺 光弘 (WATANABE, Mitsuhiro) [JP/DE]; D-40667 メアブッシュ ヘーゲルストラッセ 10 (DE). 武田 剛志 (TAKETA, Tsuyoshi) [JP/JP]; 〒680-0146 鳥取県岩美郡国府町町屋256 Tottori (JP). 村上 良行 (MURAKAMI, Yoshiyuki) [JP/JP]; 〒680-0872 鳥取県鳥取市宮長272-1 Tottori (JP).

[続葉有]

(54) Title: BALANCED-UNBALANCED TYPE MULTI-BAND FILTER MODULE

(54) 発明の名称: 平衡-不平衡型マルチバンドフィルタモジュール



(57) Abstract: A balanced-unbalanced type multi-band filter module comprising three high-frequency switches respectively having switching elements, and two balanced-unbalanced type band pass filters different in pass frequency band, wherein a first high-frequency switch connects to the unbalanced port of the module, the unbalanced port of a first balanced-unbalanced type band pass filter, the unbalanced port of a second balanced-unbalanced type band pass filter, a second high-frequency switch connects to the first balanced port of the module, the first balanced port of the first balanced-unbalanced type band pass filter and the first balanced port of the second balanced-unbalanced type band pass filter, and a third high-frequency switch connects to the second balanced port of the module, the second balanced port of the first balanced-unbalanced type band pass filter and the second balanced port of the second balanced-unbalanced type band pass filter to change over the first to the third high-frequency switches according to a passing high-frequency signal, whereby a high-frequency signal input to the unbalance port of the module is output from the first and the second balanced ports, or a high-frequency signal input to the first and the second balanced ports is output from the unbalanced port of the module.

(57) 要約: それぞれスイッチング素子を有する3つの高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる2つの平衡-不平衡型帯域通過フィルタとを具備し、第一の高周波スイッチは、モジュールの不平衡ポートと、第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポート

[続葉有]



(74) 代理人: 高石 橘馬 (TAKAISHI, Kitsuma); 〒162-0825
東京都 新宿区神楽坂 6丁目67 神楽坂FNビル5階 Tokyo
(JP).

添付公開書類:
— 国際調査報告書

(81) 指定国 (国内): CN, US.

(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY,
CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC,
NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語
のガイダンスノート」を参照。

トと、第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートとに接続し、第二の高周波スイッチは、モジュールの第一平衡ポートと、第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと、第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートとに接続し、第三の高周波スイッチは、モジュールの第二平衡ポートと、第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと、第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートとに接続有し、通過する高周波信号に応じて第一乃至第三の高周波スイッチを切替え、もってモジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号をモジュールの不平衡ポートから出力する平衡-不平衡型マルチバンドフィルタモジュール。

明細書

平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール

技術分野

- 5 本発明は、異なるアクセス方式を利用できる携帯電話等のマルチバンド通信装置用の高周波回路に用いる平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールに関する。

背景技術

- 10 世界の携帯電話には種々のアクセス方式があり、またそれぞれの地域において複数のアクセス方式が混在している。たとえば、現在主流となっているアクセス方式の一つとして、TDMA (Time Division Multiple Access、時分割多元接続)方式がある。この TDMA 方式を採用している主な通信方式として、日本の PDC (Personal Digital Cellular)、欧州を中心とした GSM (Global System for
15 Mobile Communications) や DCS1800 (Digital Cellular System 1800)、米国を中心とした PCS (Personal Communications Service) 等がある。

- その他に最近米国、韓国や日本で普及しつつあるアクセス方式に CDMA (Code Division Multiple Access、符号分割多元接続)方式がある。代表的な規格として米国を中心とした IS-95 (Interim Standard-95) があり、PCS (Personal
20 Communications Service) の周波数帯域でもサービスされている。また、高速データ伝送を実現し得る第三世代通信方式の W-CDMA (Wideband CDMA) も実用化されている。このように世界各国で様々な通信方式が利用されている。

- 従来の携帯電話は一つの通信方式、例えば GSM 用に設計されていた。しかし、近年の利用者数の増大及び使用者の利便性から、複数の通信方式やアクセス方
25 式が利用可能なデュアルバンドやトリプルバンド携帯電話が提案され、さらにクアトロバンド携帯電話の要求もある。このようなマルチバンド携帯電話の高周波回路においては、単純に通信方式毎に高周波部品を設けると高周波回路が大型化してしまうので、小型化のために異なる通信方式の高周波部品の共通化が進められている。その一例として、異なる通信方式用高周波部品を共通化し

た分波回路がある。例えば特開平 8-321738 号は、図 20 に示す等価回路のように、帯域通過フィルタ 20a, 20b と位相器 40a, 40b, 70a, 70b を組み合わせた周波数通過帯域が 950 MHz 及び 1.9 GHz の二周波数分波器 200 を開示している。

しかしながら、このような高周波部品をマルチバンド携帯電話の高周波回路
5 に用いると、幾つかの問題点があることが分かった。従来の高周波部品 200 を送信側回路及び受信側回路に用いてマルチバンド携帯電話の高周波回路を構成すると、例えば図 21 に示す回路となる。図 21 は、GSM850 (送信周波数 824 ~849 MHz、受信周波数 869~894 MHz) と GSM900 (送信周波数 880~915 MHz、受信周波数 925~960 MHz) の 2 つの通信方式が利用可能なデュアルバ
10 ンド携帯電話の高周波回路を示している。

受信側回路は、雑音指数を下げて受信感度を上げるために、2 本の信号線を有する平衡型の高周波部品 (低雑音増幅器 266、ミキサー 268 等) を具備する。このため前記高周波部品と低雑音増幅器とを接続するには、平衡-不平衡変換回路が必要である。また、前記低雑音増幅器 266 の入力インピーダンスは 50 Ω ~
15 300 Ω 程度に設定されており、インピーダンス変換回路も必要となる。そこで平衡-不平衡変換回路及びインピーダンス変換回路の機能を具備する回路素子として平衡-不平衡変換トランス (バラン) 262、263 を利用することが考えられる。しかしながら高周波回路においては回路素子が増加するのみならず、扱う高周波信号の周波数帯域において、バランが有する 1dB 程度の挿入損失が加
20 わることとなる。その結果、低雑音増幅器 266 で所望の利得を得るためには、余分なバイアス電流を増幅素子に与える必要があり、携帯電話のバッテリー消費が増加してしまうといった問題がある。

また TDMA 方式の通信方式の高周波回路では、アンテナ 269 と送受信回路との接続切替えをスイッチ回路 264 で行うことが一般的に行われている。このス
25 イッチ回路 264 では、スイッチング素子として GaAsFET やダイオードが用いられる。このようなスイッチ回路では、送信回路と受信回路間の高周波信号の漏れ (アイソレーション) が、およそ 20~30 dB 程度発生する。従って、僅かではあるが互いの回路に高周波信号が漏洩する。

例えば GSM850 と GSM900、あるいは DCS1800 と PCS といった異なる通

信方式で極めて近い周波数帯を利用する場合、図 22 に示すように、受信周波数帯域と送信周波数帯域とが一部重なり合う。GSM900 で通話すると、送信回路から高周波信号の一部がスイッチ回路を介して受信回路に漏洩し、GSM850 の受信信号を扱う帯域通過フィルタ 252 を介して、低雑音増幅器 266 に入力する。

- 5 また GSM850 で通話すると、アンテナからの GSM850 の受信信号は GSM900 の送信信号を扱う帯域通過フィルタ 251 を介して増幅器 265 に入力する。どちらの場合も、通話品質を低下させる。

発明の目的

- 10 従って本発明の第一の目的は、複数の通信方式及びアクセス方式に対応し、挿入損失の増加を抑えた平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールを提供することである。

- 本発明の第二の目的は、極めて近い周波数帯を利用する通信方式又はアクセス方式のマルチバンド携帯電話において、取り扱うべき通信方式又はアクセス方式の高周波信号を通過させるが、他の通信方式又はアクセス方式の高周波信号は遮断する平衡－不平衡マルチバンドフィルタモジュールを提供することである。
- 15

本発明の第三の目的は、かかる平衡－不平衡マルチバンドフィルタモジュールを有する小型の高周波部品を提供することである。

- 20 本発明の第四の目的は、かかる平衡－不平衡マルチバンドフィルタモジュールを具備するマルチバンド携帯電話を提供することである。

発明の開示

- 本発明の第一の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、それぞれスイッチング素子を有する 3 つの高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタとを具備し、
- 25

第一の高周波スイッチは、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポート

と接続する第三ポートとを有し、

第二の高周波スイッチは、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡

5 ポートと接続する第三ポートとを有し、

第三の高周波スイッチは、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡

10 ポートと接続する第三ポートとを有し、

通過する高周波信号に応じて前記第一乃至第三の高周波スイッチを切替え、もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする。

本発明の第二の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、通過周

15 波数帯域の異なる 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された 6 つの位相器とを具備し、

第一の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二

20 ポートとを有し、

第二の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二

25 ポートとを有し、

第三の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する

30 第二ポートとを有し、

第四の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する

35 第二ポートとを有し、

第五の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポ

ートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

5 第六の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を前記第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール。

- 10 第二の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールでは、第一、第三及び第四の位相器は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第二の帯域通過フィルタの通過周波数帯域において、モジュールの不平衡ポート又は第一及び第二の平衡ポートから第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスは高インピーダンスである。また第二、第五及び第六の位相器
- 15 は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第一の帯域通過フィルタの通過周波数帯域において、モジュールの不平衡ポート又は第一及び第二の平衡ポートから第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスは高インピーダンスである。

- 本発明における位相器の役割は以下の通りである。図 19(a)は、平衡－不平衡
- 20 型帯域通過フィルタの平衡ポートから見たインピーダンス特性の一例を示すスミスチャートであり、図 19(b)は、平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートから見たインピーダンス特性の一例を示すスミスチャートである。この平衡－不平衡型帯域通過フィルタは GSM850 を通過周波数帯域とする SAW フィルタである。図中の三角形のマーカーは周波数を示し、マーカー1は 869 MHz、
- 25 マーカー2は 894 MHz、マーカー3は 925 MHz、マーカー4は 960 MHz であり、マーカー1、2の間が GSM850 の受信周波数帯域であり、マーカー3、4の間が GSM900 の受信周波数帯域である。

平衡ポートのインピーダンスは、GSM850 の受信周波数帯域でほぼ 50 Ω の領域にあり、GSM900 の受信周波数帯域では、ほぼ開放の領域（高インピーダ

ンス)にある。また不平衡ポートのインピーダンスは、GSM850の受信周波数帯域ではほぼ $50\ \Omega$ の領域にあり、GSM900の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域を外れた領域にある。ここで「ほぼ開放の領域」とは、インピーダンス Z を $Z=R+jX$ で表わす時の実数部 R が $150\ \Omega$ 以上で、虚数部 X の絶対値が $100\ \Omega$ 以上となる領域である。図19(a)及び図19(b)のスミスチャートでは、右端より

5 5の斜線部分がほぼ開放状態の領域である。

このような平衡-不平衡型帯域通過フィルタでは、平衡ポートのインピーダンスがGSM900の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域にあるため、GSM900の受信周波数帯域の高周波信号を実質的に吸収することがなく、あっても極僅か

10 10である。一方、不平衡ポートのインピーダンスはGSM900の受信周波数帯域では、ほぼ開放の領域を外れた領域にあるため、前記高周波信号の一部を吸収してしまい、挿入損失特性が劣化する。そこで位相器を用いて、不平衡ポートのインピーダンスをほぼ開放状態となるように、位相器により位相調整を行う。

位相器はほぼ開放状態(高インピーダンス)となるような線路長を有する伝送線路で形成するか、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成する。ローパスフィルタのインダクタンス素子を伝送線路で形成する場合、位相器を伝送線路のみで形成する場合よりも線路長を短くできるので好ましい。

15 15

このような構成により、第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタを通過すべき高周波信号が第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ側に漏れるのを防ぐとともに、第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタを通過すべき高周波信号が第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタに漏れるのを防ぎ、高アイソレーション特性を得ることができるので、挿入損失特性を損ねることがない。

20 20

本発明の第三の平衡-不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、スイッチング素子を有する高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる2つの平衡-不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡-不平衡型帯域通過フィルタに接続された4つの位相器とを具備し、

25 25

前記高周波スイッチは、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する

第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

第一の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第二の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第三の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第四の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

通過する高周波信号に応じて前記第一の高周波スイッチを切替え、もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする。

第三の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいて、第一及び第二の位相器は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第二の帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの第一及び第二の平衡ポートから第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスが高インピーダンスとなるような線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第一及び第二の位相器をインダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成しても良い。また第三及び第四の位相器は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第一の帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの第一及び第二の平衡ポートから第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスが高インピーダンスとなるよう

な線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第三及び第四の位相器を、第一及び第二の位相器と同様に、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成しても良い。

5 本発明の第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、スイッチング素子を有する 2 つの高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された 2 つの位相器とを具備し、

10 第一の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第二の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

15 第一の高周波スイッチは、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

20 第二の高周波スイッチは、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

25 通過する高周波信号に応じて前記第一及び第二の高周波スイッチを切替え、もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする。

第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいて、第一の位相器は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第二帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの不平衡ポートから第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンス

が高インピーダンスとなるような線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第一の位相器を、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成しても良い。また第二の位相器は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続し、第一の帯域通過フィルタの通過周波数帯域で平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールの不平衡ポートから第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ側を見たインピーダンスが高インピーダンスとなるような線路長を有する伝送線路で形成する。あるいは第二の位相器を、第一の位相器と同様に、インダクタンス素子及びキャパシタンス素子を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタで構成しても良い。

- 10 第一乃至第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいて、第一及び第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタは入力インピーダンス Z_i と出力インピーダンス Z_o が異なり、もってインピーダンス変換機能を有するのが好ましい。不平衡ポートを入力ポートとし、平衡ポートを出力ポートとする場合、出力インピーダンス Z_o は入力インピーダンス Z_i より大きいのが好ましい。また不平衡ポートを出力ポートとし、平衡ポートを入力ポートとする場合、出力インピーダンス Z_o は入力インピーダンス Z_i より小さいのが好ましい。

帯域通過フィルタはインダクタンス素子及びキャパシタンス素子の LC 回路で構成しても良いが、SAW (Surface Acoustic Wave) フィルタや FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) フィルタとするのが好ましく、入出力インピーダンスの異なるものがより好ましい。

- 20 第一乃至第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールを、電極パターンを有する複数の誘電体層からなる積層体により構成し、前記位相器及び前記高周波スイッチの少なくとも一部を前記電極パターンにより形成した伝送線路で構成し、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタ (SAW フィルタ、FBAR フィルタ等)、及び前記高周波スイッチを構成するスイッチング素子を前記積層体の実装するのが好ましい。前記位相器及び／又は前記高周波スイッチを構成すインダクタンス素子及びキャパシタンス素子も電極パターンにより誘電体層上に形成することができる。この平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいては、他の高周波部品、例えば他の高周波スイッチやフィルタ、増

幅器、分波器、共用器等も前記積層体に一体的に構成しても良い。

本発明のマルチバンド携帯電話は、第一乃至第四の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールを有する高周波回路を具備することを特徴とする。

5 図面の簡単な説明

図 1 は本発明のフィルタモジュールを示す概略図であり、

図 2 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールを示すブロック図であり、

図 3 は本発明の他の実施例に係るフィルタモジュールを示すブロック図であり、

10 図 4 は本発明のさらに他の実施例に係るフィルタモジュールを示すブロック図であり、

図 5 は本発明のさらに他の実施例に係るフィルタモジュールを示すブロック図であり、

15 図 6 は本発明のフィルタモジュールに用いる高周波スイッチの等価回路の一例を示す図であり、

図 7 は本発明のフィルタモジュールに用いる高周波スイッチの等価回路の別の例を示す図であり、

図 8 は本発明のフィルタモジュールに用いる高周波スイッチの等価回路のさらに別の例を示す図であり、

20 図 9 は本発明のフィルタモジュールに用いる高周波スイッチの等価回路のさらに別の例を示す図であり、

図 10 は本発明のフィルタモジュールに用いる高周波スイッチの等価回路のさらに別の例を示す図であり、

25 図 11(a) は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールの表面を示す斜視図であり、

図 11(b) は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールの裏面を示す斜視図であり、

図 12 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールを構成する積層基板の展開図であり、

図 13 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールの等価回路を示す図であり、

図 14 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールを構成する積層基板の展開図であり、

5 図 15 は本発明の別の実施例に係るフィルタモジュールを具備するマルチバンド携帯電話用高周波回路を示すブロック図であり、

図 16 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールを具備するマルチバンド携帯電話の高周波回路を示すブロック図であり、

10 図 17 はマルチバンド携帯電話に用いる SPT5T スイッチを示すブロック図であり、

図 18 は本発明の一実施例に係るフィルタモジュールを具備するマルチバンド携帯電話用高周波回路の等価回路を示す図であり、

図 19(a) は平衡ポートから見た帯域通過フィルタのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

15 図 19(b) は不平衡ポートから見た帯域通過フィルタのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

図 20 は従来の二周波数分波回路を示すブロック図であり、

図 21 は従来の二周波数分波回路を具備するマルチバンド携帯電話用高周波回路を示すブロック図であり、

20 図 22 は GSM850 及び GSM900 における送受信周波数を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

本発明の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール（以下単に「フィルタモジュール」ということもある。）は、高周波スイッチ又は位相器と、通過
25 帯域の異なる平衡－不平衡型帯域通過フィルタとを主構成とする。平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールとして、図 1 に示すように、不平衡ポート P1 及び平衡ポート P2-1, P2-2 を有する 3 端子回路網のものを例にして、以下詳細に説明するが、本発明はこれに限定されるものではない。

[1] 第一の実施例

図 2 は高周波スイッチと平衡－不平衡型帯域通過フィルタとを主構成とするフィルタモジュール 1 を示す。第一の高周波スイッチ 10a は、不平衡ポート P1 に接続する第一ポート 100a と、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の不平衡ポート 110a に接続する第二ポート 100b と、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a に接続する第三ポート 100c とを有する。

第一及び第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a, 20b には 3 つのポートを有する第二の高周波スイッチ 10b と第三の高周波スイッチ 10c がそれぞれ接続している。

- 10 第二の高周波スイッチ 10b の第一ポート 130a は、フィルタモジュール 1 の第一平衡ポート P2-1 と接続し、第二ポート 130b は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b と接続し、第三ポート 130c は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第一平衡ポート 120b と接続している。また第三の高周波スイッチ 10c の第一ポート 150a はフィルタモジュール 1 の第二平衡ポート P2-2 と接続し、第二ポート 150b は第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c と接続し、第三ポート 150c は第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第二平衡ポート 120c と接続している。

- 20 本実施例では、帯域通過フィルタ 20a, 20b は平衡－不平衡型 SAW フィルタにより構成されている。平衡－不平衡型 SAW フィルタは、インピーダンス変換機能及び平衡－不平衡変換機能を備え、電極指の交差幅、配列及び結合を調整することにより、入力インピーダンスと出力インピーダンスとを異ならせるとともに、平衡－不平衡変換を行う。

- 25 平衡－不平衡型 SAW フィルタ 20a, 20b の平衡ポート 110b, 110c, 120b, 120c に接続される第二及び第三の高周波スイッチ 10b, 10c は、整合のため、SAW フィルタ 20a, 20b のインピーダンスとほぼ等しい特性インピーダンスを有する。平衡－不平衡型 SAW フィルタ 20a, 20b の平衡ポートに入出力する平衡信号の平衡度（バランス特性）を調整するために、平衡ポート間にインダクタンス素子を接続しても良い。なお SAW フィルタの代わりに FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) フィルタを使用することができる。

図6～図10は第一乃至第三の高周波スイッチ10a, 10b, 10cの等価回路の例を示す。なお各図において、一例として各ポートに第一の高周波スイッチ10aの符号を付与しているが、第二及び第三の高周波スイッチ10b, 10cの場合も同じである。

- 5 図6のスイッチ回路は単極双投型(SPDT)スイッチであり、伝送線路とダイオードを主構成とする。具体的には、このスイッチ回路は、ポート100aとポート100cの間に伝送線路LS1を有するとともに、伝送線路LS1のポート100c側でグラウンドとの間にダイオードDD1及びDCカット用コンデンサCS1を有し、
- 10 ダイオードDD1とDCカット用コンデンサCS1の間にはコントロールポートVC1が設けられている。コンデンサCS1はダイオードDD1の動作時のインダクタンス成分と直列共振回路を構成して、ダイオードDD1の動作時にショート状態となる。このスイッチ回路はさらに、ポート100aとポート100bの間に伝送線路LS1を介してダイオードDD1と直列に接続されたダイオードDD2を
- 15 有するとともに、ポート100b側でグラウンドとの間に高周波チョークコイルLS2が配置されている。高周波チョークコイルLS2は伝送線路を用いてハイインピーダンス線路としても良い。コントロールポートVC1から供給される制御電圧により、ダイオードDD1、DD2をON/OFFして、ポート100aとポート100bとの間、及びポート100aとポート100cとの間の接続を切替える。なお各ポート100a, 100b, 100cにはDCカットコンデンサ(図示せず)が適宜配置されて
- 20 いる。

- 図7及び図8は他のスイッチ回路として単極単投型(SPST)スイッチを示す。図7の高周波スイッチは、ポート100aとポート100bとの間にダイオードDD2の代わりに伝送線路LS3を有する点で図6のスイッチ回路と異なる。伝送線路LS3は位相器として機能するもので、ポート100bに接続される平衡－不平衡型
- 25 帯域通過フィルタ20aのインピーダンスを、ポート100cに接続される平衡－不平衡型帯域通過フィルタ20bの通過周波数帯域でほぼ開放(高インピーダンス化)するために、位相の移動角度を調整する。この高周波スイッチは、伝送線路やインダクタンス素子又はキャパシタンス素子で構成されるので、ダイオードDD2を削減でき、フィルタモジュールの消費電力を低減できるとともに、ダ

イオード DD2 の伝送損失も低減することができる。図 8 は、図 7 に示す高周波スイッチの変形例を示し、高周波チョークコイル LS2 を伝送線路 LS3 のポート 100a 側に配置している。この高周波スイッチにおいても、伝送線路 LS3 は位相器として機能する。

- 5 図 9 及び図 10 に示すように、高周波スイッチのスイッチング素子に GaAsFET を用いても良い。GaAsFET を用いれば、ダイオードスイッチより低消費電力となるだけでなく、歪み発生を抑制するために複数の GaAsFET を直列接続する等、種々の回路構成を取り得る。

- 10 このようにフィルタモジュールを構成し、通過すべき高周波信号に応じて第一乃至第三の高周波スイッチ 10a~10c を各コントロールポートからの電圧により適宜切替える。

- 15 例えば、平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20a を介して不平衡ポート P1 と平衡ポート P2-1, P2-2 を接続する場合、第一の高周波スイッチ 10a のポート 100a とポート 100b との間を接続し、第二の高周波スイッチ 10b のポート 130a とポート 130b との間を接続し、第三の高周波スイッチ 10c のポート 150a とポート 150b との間を接続する。また平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20b を介して不平衡ポート P1 と平衡ポート P2-1, P2-2 を接続する場合、第一の高周波スイッチ 10a のポート 100a とポート 100c との間を接続し、第二の高周波スイッチ 10b のポート 130a とポート 130c との間を接続し、第三の高周波スイッチ 10c のポ
20 ート 150a とポート 150c との間を接続する。

このような構成により、フィルタモジュールの不平衡ポート P1 に入力する高周波信号は平衡ポート P2-1、P2-2 から出力され、平衡ポート P2-1、P2-2 に入力する高周波信号は不平衡ポート P1 から出力される。

- 25 本実施例においては各高周波スイッチ 10a, 10b, 10c により帯域通過フィルタ 20a, 20b 間で優れたアイソレーション特性が得られ、他方の回路側への高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

[2] 第二の実施例

図 3 は本発明の第二の実施例に係るフィルタモジュール 1 を示す。このフィルタモジュールは、位相器と平衡-不平衡型帯域通過フィルタを主構成とする。

フィルタモジュールの不平衡ポート P1 に、第一の位相器 40a の第一ポート 180b と第二の位相器 40b の第一ポート 180d が接続し、第一の位相器 40a の第二ポート 180c に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の不平衡ポート 110a が接続し、第二の位相器 40b の第二ポート 180e に第一の平衡－不平衡型
5 帯域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a が接続している。

第三の位相器 50a の第一ポート 160b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b が接続し、第二ポート 160c にフィルタモジュールの第一平衡ポート P2-1 が接続している。

10 第四の位相器 50b の第一ポート 170b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c が接続し、第二ポート 170c にフィルタモジュールの第二平衡ポート P2-2 が接続している。

第五の位相器 60a の第一ポート 160d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 120b が接続し、第二ポート 160e にフィルタモジュールの第一平衡ポート P2-1 が接続している。

15 第六の位相器 60b の第一ポート 170d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 120c が接続し、第二ポート 170e にフィルタモジュールの第二平衡ポート P2-2 が接続している。

20 各位相器は伝送線路やフィルタで構成でき、平衡－不平衡型帯域通過フィルタを含むインピーダンスをほぼ開放（高インピーダンス化）とするために位相の移動角度を調整する。

上記のように第一、第三、第四の位相器を第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタと接続して第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域において高インピーダンスとし、第二、第五、第六の位相器を第二の帯域通過フィルタと接続して第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの通過周波数帯域において高インピーダンスとすることにより、高周波信号を分波し、フィルタモジュールの不平衡ポート P1 に入力する高周波信号を平衡ポート P2-1、P2-2 から出力するか、平衡ポート P2-1、P2-2 に入力する高周波信号を不平衡ポート P1 から出力する。

本実施例の場合スイッチング素子が不要であるので、フィルタモジュールを

携帯電話に用いる場合に、消費電力を低減することができる。

[3] 第三の実施例

図 4 に示す本発明の第三の実施例に係るフィルタモジュール 1 は、スイッチング素子を有する複数の高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された位相器を主構成とする。

スイッチモジュール 1 の不平衡ポート P1 に、第一の高周波スイッチ 10a の第一ポート 100a が接続し、第二ポート 100b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の不平衡ポート 110a が接続し、第三ポート 100c に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a が接続している。

第一の位相器 50a の第一ポート 160b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b が接続し、第二ポート 160c にフィルタモジュール 1 の第一平衡ポート P2-1 が接続している。

第二の位相器 50b の第一ポート 170b に第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c が接続し、第二ポート 170c にフィルタモジュール 1 の第二平衡ポート P2-2 が接続している。

第三の位相器 60a の第一ポート 160d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第一平衡ポート 120b が接続し、第二ポート 160e にフィルタモジュール 1 の第一平衡ポート P2-1 が接続している。

第四の位相器 60b の第一ポート 170d に第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第二平衡ポート 120c が接続し、第二ポート 170e にフィルタモジュールの第二平衡ポートが接続している。

第一及び第二の位相器 50a、50b を第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a と接続して第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、第三及び第四の位相器 60a、60b を第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20b と接続して第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、通過すべき高周波信号に応じて第一の高周波スイッチ 10a を切替えることにより、フィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 に入力する高周波信号を平衡ポート P2-1、P2-2

から出力し、平衡ポート P2-1, P2-2 に入力する高周波信号を不平衡ポート P1 から出力する。

各回路素子の機能は上記実施例と同様なので、その説明を省略する。この実施例の場合も、高周波スイッチ及び位相器により各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを確保できるので、他の回路からの高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

[4] 第四の実施例

図 5 に示す本発明の第四の実施例に係るフィルタモジュール 1 も、第三の実施例と同様に、スイッチング素子を有する複数の高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる平衡-不平衡型帯域通過フィルタと、平衡-不平衡型帯域通過フィルタに接続される位相器を主構成とする。

フィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 に第一の位相器 40a の第一ポート 180b と第二の位相器 40b の第一ポート 180d が接続し、第一の位相器 40a の第二ポート 180c に第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20a の不平衡ポート 110a が接続し、第二の位相器 40b の第二ポート 180e に第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20b の不平衡ポート 120a が接続している。第一及び第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20a, 20b に 3 つのポートを有する第一の高周波スイッチ 10b と第二の高周波スイッチ 10c が接続している。

第一の高周波スイッチの第一ポート 130a にフィルタモジュールの第一平衡ポート P2-1 が接続し、第二ポート 130b に第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第一平衡ポート 110b が接続し、第三ポート 130c に第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第一平衡ポート 120b が接続している。

第二の高周波スイッチの第一ポート 150a にフィルタモジュールの第二平衡ポート P2-2 が接続し、第二ポート 150b に第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20a の第二平衡ポート 110c が接続し、第三ポート 150c に第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20b の第二平衡ポート 120c が接続している。

第一の位相器 40a を第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20a と接続して第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 20b の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、第二の位相器 40b を第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ

- 20b と接続して第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタ 20a の通過周波数帯域において高インピーダンスとし、通過すべき高周波信号に応じて第一及び第二の高周波スイッチ 10b、10c を切替えることにより、フィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 に入力する高周波信号を平衡ポート P2-1、P2-2 から出力し、平衡ポート P2-1、P2-2 に入力する高周波信号を不平衡ポート P1 から出力する。

各回路素子の機能は上記実施例と同様なので、その説明を省略する。この実施例の場合も、切替スイッチにより各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを確保できるので、他の回路からの高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

10 [5] 第五の実施例

第三の実施例(図 4)のフィルタモジュール 1 を複数のセラミック層に形成し、積層することにより、高周波部品を構成した。図 11(a) 及び(b) はその高周波部品の表面及び裏面を示し、図 12 はフィルタモジュール 1 を構成する積層体 200 の各層の構成を示し、図 13 はフィルタモジュール 1 の等価回路を示す。

- 図 13 の等価回路に示すように、本実施例のフィルタモジュール 1 では、第一の高周波スイッチ 10a のスイッチング素子として、Pin ダイオードを用いたダイオードスイッチを採用している。ダイオードスイッチは、伝送線路とダイオードを主構成とし、接続点 100a と 100c の間には積層体 200 内に形成される伝送線路 LS1 と、伝送線路 LS1 の接続点 100c 側でグランドとの間に配置されるダイオード DD1 及び DC カット用のコンデンサ CS1 と、ダイオード DD1 及びコンデンサ CS1 の間に形成されるコントロールポート VC1 とを有する。コンデンサ CS1 はダイオード DD1 の動作時におけるインダクタンス成分と直列共振回路を構成し、ダイオード DD1 の動作時にショート状態となる。

- 接続点 100a と接続点 100b の間に、伝送線路 LS1 を介してダイオード DD1 と直列に接続されるダイオード DD2 が配置されており、また接続点 100b 側でグランドとの間に高周波チョークコイル LS2 が配置されている。ダイオード DD2 のオフ時のアイソレーション特性を向上するために、ダイオード DD2 と並列にインダクタ LS3 と、これに直列にコンデンサ CS2 が接続されている。高周波チョークコイル LS2 はチップインダクタで構成しても良いし、伝送線路を

用いたハイインピーダンス線路としても良い。コントロールポート VC1 から供給される制御電圧によりダイオード DD1、DD2 を ON/OFF して、接続点 100a と接続点 100b との間、及び接続点 100a と接続点 100c との間の接続を切替える。なお接続点 100a 側には DC カットコンデンサ CS3 が配置されている。

5 インピーダンス調整のため等に、帯域通過フィルタの種類等に応じて接続点 100b、100c 側にコンデンサを適宜配置しても良いが、帯域通過フィルタとして SAW フィルタを用いる場合には入力・出力間が直流的に切断されているから必要ない。本実施例では伝送線路 LS1 以外の回路素子はチップ部品として積層基板の表面に形成したランド Lpp に実装されている。

- 10 本実施例において、第一及び第二の平衡-不平衡帯域通過フィルタ 20a、20b として、面実装型の不平衡入力-平衡出力 SAW フィルタを用いた。平衡出力端 P2-1、P2-2 の間には、平衡度が $180^\circ \pm 10^\circ$ の範囲になるようにインダクタンス素子 LF1、LF2 が接続されている。SAW フィルタをベアチップ状態で積層体 200 の表面に実装しても良く、また積層体 200 に形成したキャビティの底面に実装して樹脂封止しても良い。不平衡入力-平衡出力 SAW フィルタの平衡出力端
- 15 側に接続される位相器 50a、50b、60a、60b は、伝送線路 Lg1、Lg2、Lg3、Lg4 として積層体 200 にライン電極で形成した。インダクタンス素子やキャパシタンス素子等は、適宜積層基板に電極パターンで形成することも当然可能である。

- チップ部品を実装した積層体 200 の主面には、チップ部品を覆うように、め
- 20 っき処理した SPCC 等の磁性金属のキャップ（図示せず）を配置する。金属キャップの代わりに樹脂封止材を用いてもよい。樹脂封止材としては、エポキシ樹脂にアミン系、触媒系、酸無水物系の液体の硬化剤と、線膨張率を 5~8 ppm 程度に調整する材料や弾性率を調整する材料等を適宜添加した液状樹脂封止材が好ましい。

- 25 積層体 200 は、例えば 1000°C 以下の低温焼結が可能なセラミック誘電材からなり、厚さが 10 μm ~200 μm のグリーンシートに、低抵抗率の Ag や Cu 等の導電性ペーストを印刷して所定の電極パターンを形成し、複数のグリーンシートを一体的に積層し、焼結することにより製造することができる。

誘電材としては、例えば Al、Si、Sr 等を主成分として、Ti、Bi、Cu、Mn、Na、K

等を副成分とする材料や、Al, Si, Sr 等を主成分として、Ca, Pb, Na, K 等を複成分とする材料や、Al, Mg, Si, Gd 等を含む材料や、Al, Si, Zr, Mg 等を含む材料を用いることができる。誘電材の誘電率は 5~15 程度が好ましい。セラミック誘電材の他に、樹脂基板や、樹脂とセラミック誘電体粉末の複合材からなる基板を用いても良い。また HTCC（高温同時焼成セラミック）技術を用いるために、 Al_2O_3 系セラミック基板を使用するとともに、タングステンやモリブデン等の高融点金属で伝送線路等を形成しても良い。

図 12 に示すように、積層体 200 の最下層のグリーンシート 1 の上面には広面積のグラウンド電極 E1 が形成されており、裏面には回路基板に実装するための端子電極が形成されている。端子電極は、不平衡入力ポート IN(P1)と、平衡出力ポート OUT(P2-1, P2-2) と、グラウンドポートと、スイッチ回路制御用のコントロールポート VC とからなり、それぞれがグリーンシートに形成されたビアホール（図中、黒丸で表示）で接続されている。なお図示した端子配置は裏面側から見た場合の配置であるので、上面側から見た場合と上下の位置が入れ替わっている。本実施例では端子電極を LGA (Land Grid Array)としているが、BGA (Ball Grid Array)等も採用することができる。また回路基板との接続強度が確保できない場合には、端子電極と同一面上に回路基板との接続をより強固にするように補助端子電極 Nd を一つ以上形成しても良い。

グリーンシート 1 の上に積層されたグリーンシート 2 には、位相器 Lg1, Lg3 と位相器 Lg2, Lg4 を接続するための接続線路 SL が複数形成されている。これらの接続線路 SL が位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 と接続することにより、線路 SL 及びビアホールは僅かながら長くなる。従って、接続線路 SL 及びビアホールも位相器の一部を構成していると言える。

グリーンシート 2 の上に積層されたグリーンシート 3 には、位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路 Lg1d, Lg2d, Lg3d, Lg4d と、第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1d がビアホールとともに形成されている。位相器を構成する伝送線路 Lg1d, Lg2d, Lg3d, Lg4d や第一の高周波スイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1d はスパイラル状であるが、面積に余裕があればミアンダ状でも良い。位相器を構成する伝送線路 Lg1d~Lg4d はグリーンシート 2 に形成された

伝送線路 SL とビアホールを介して接続している。

グリーンシート 3 の上に積層されたグリーンシート 4 には、位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路 Lg1c, Lg2c, Lg3c, Lg4c と、第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1c がビアホールとともに形成されている。位相器を構成する伝送線路 Lg1c~Lg4c や第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1c は、グリーンシート 3 に形成された伝送線路 Lg1d, Lg2d, Lg3d, Lg4d 及び第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1d とビアホールを介して接続している。グリーンシート 4 の上に積層されたグリーンシート 5、6 にも、それぞれ位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路 Lg1b~Lg4b、Lg1a~Lg4a と第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路 LS1b、LS1a が形成され、各ライン電極がビアホールを介して接続されている。

グリーンシート 6 の上に積層されたグリーンシート 7 には広面積のグラウンド電極 E2 が形成されている。グラウンド電極 E2 はビアホールを介してグラウンド電極 E1 と接続し、位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路と、第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路を挟み、電磁気的な干渉を極力少なくしている。位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路と、第一のスイッチ 10a を構成する伝送線路は、相互の干渉を防ぐために積層方向に重ならないように配置されている。また位相器 Lg1, Lg2, Lg3, Lg4 を構成する伝送線路を接続する際、例えば接続線路 SL がグリーンシート 3 のライン電極と一部重なることがあっても、斜めに重なるようにして、干渉を防いでいる。

グリーンシート 7 の上に積層されたグリーンシート 8 には、チップ部品や伝送線路等の回路素子を接続するための接続線路が形成されている。接続線路 Lv はコントロール端子 VC1 から抵抗 R に至る接続線路である。グラウンド電極 E2 は、グリーンシート 6 上の位相器を構成する伝送線路とグリーンシート 8 上の接続線路との干渉を防いでいる。また接続線路 Lv の近くにグラウンド電極 E2 を配置することにより、コントロール電源の電圧が変動しても第一のスイッチ 10a の誤動作を生じにくくしている。

接続線路 Lf1, Lf2 は第一のスイッチ 10a と第一及び第二の帯域通過フィルタ 20a, 20b とを接続するものである。接続線路 Lf1, Lf2 により、第一のスイッチ

10a と第一及び第二の帯域通過フィルタ 20a, 20b とのインピーダンス整合を行うこともできる。

グリーンシート 8 の上に積層されたグリーンシート 9 は、チップ部品を搭載する複数のランド電極 L_{pp} を有し、チップ部品はビアホールを介して積層体 200 内に形成された接続線路や回路素子と接続する。積層体 200 の主面には、二つの長辺及び一つの短辺に沿った位置に金属ケースを固定するためのランド L_{cp} が形成されている。ランド電極 L_{pp} に実装するスイッチング素子（ダイオードや FET 等）や SAW フィルタはベア状態であり、樹脂封止や管封止することもできる。

10 このようにフィルタモジュールを積層体とすれば小型化が可能である。他のスイッチや増幅器等を積層基板に複合化することも当然可能である。なお上記実施例においては、説明の簡単化のために、不平衡入力ー平衡出力のフィルタモジュールとして説明したが、端子 P1 を不平衡出力端とし、端子 P2 を平衡入力端とした平衡入力ー不平衡出力のフィルタモジュールも勿論本発明の範囲内である。

15 本実施例のフィルタモジュールは、第一の高周波スイッチのポート VC1 に接続するコントロール回路からの電圧により、通過させる高周波信号（例えば GSM850 と GSM900）を選択することができる。例えば第一の平衡ー不平衡型帯域通過フィルタが GSM850 に対応し、第二の平衡ー不平衡型帯域通過フィルタが GSM900 に対応する場合、第一の高周波スイッチに接続するコントロール回路を表 1 のように制御して、各モードを変更する。高周波スイッチ、位相器により各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを得ることができるので、他の回路からの高周波信号の漏洩を実質的に防止することができる。

表 1

モード	VC1
GSM850	ON
GSM900	OFF

[6] 第六の実施例

図 14 は第五の実施例のフィルタモジュールを構成する積層体 200 の各層を示す。このフィルタモジュールの等価回路及び外観は、第五の実施例とほぼ同じなので、その説明を省略する。本実施例の積層体を第五の実施例との相違点を中心

5 本実施例では、第一の平衡-不平衡帯域通過フィルタとして図 19(a)及び図 19(b)に示すインピーダンス特性を有する SAW フィルタを用いた。この SAW フィルタの平衡ポートのインピーダンスは、上記のように GSM850 の受信周波数帯域ではほぼ 50 Ω の領域にあり、GSM900 の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域（高インピーダンス）にある。従って、第五の実施例で必要であった位相器 Lg1, Lg2 を構成する伝送線路 Lg1a~d, Lg2a~d を必要とせず、第一の平衡-不平衡型帯域通過フィルタは接続線路とビアホールを介して平衡ポート OUT(P2-1, P2-2)に接続される。

15 上記のように接続線路やビアホールによる線路長の増加により位相も変化するが、本実施例では線路長の増加はごく僅かであるのでインピーダンス特性は実質的に変わらず、GSM900 の受信周波数帯域ではほぼ開放の領域にある。従って、本実施例のフィルタモジュールは第五の実施例のものと同様の機能を発揮する。

20 端子電極と同一面上に形成された補助端子電極 Nd はビアホールを介してグランド電極 E1（グリーンシート 1 上）と接続する。補助端子電極 Nd をグランド電極とすることにより、グランド電極 E1 のグランド電位を均一にすることができるとともに、補助端子電極 Nd と積層基板との密着強度を向上させる。

25 この実施例の場合も、高周波スイッチ及び位相器により各帯域通過フィルタ間のアイソレーションを得ることができるので、他の回路からの高周波信号の漏れを実質的に防止することができる。

[7] 第七の実施例

本実施例は、フィルタモジュールをマルチバンド携帯電話に用いる場合に関する。図 15 はデュアルバンド携帯電話の高周波回路を示す。ここでは GSM850 及び GSM900 の 2 つの通信方式を例に取る。

アンテナ ANT と送信系回路及び受信系回路との接続を切替える高周波スイッチ 264 の受信ポートには、本発明のフィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 が接続している。フィルタモジュール 1 の平衡ポート P2-1, P2-2 はローノイズアンプ LNA の平衡ポートと接続している。一方、高周波スイッチ 264 の送信ポートには、ローパスフィルタ 72 及び高周波増幅器 PA を介して本発明のフィルタモジュール 1 の不平衡ポート P1 が接続している。高周波スイッチ 264 及びローパスフィルタ 72 には、例えば GaAs スイッチや、ダイオードスイッチ、 π 型フィルタ等の公知のものを用いることができる。

本実施例のように高周波回路を構成すれば balan を必要とせず、携帯電話のバッテリー消費を低減することができる。またフィルタモジュール 1 を少なくとも一つの高周波スイッチを有する構成とすれば、高周波スイッチが備えるアイソレーション特性により、GSM850 及び GSM900 のように極めて近い周波数帯の異なる通信方式を利用する場合でも、高周波信号の漏洩を著しく低減できるため、マルチバンド携帯電話の通話品質を低下させることがない。

本実施例においては、高周波回路の送信側及び受信側にそれぞれ本発明のフィルタモジュールを配置しているが、必要に応じて送信側及び受信側のどちらかに一方に配置することも当然本発明の範囲内である。

[8] 第八の実施例

本発明のフィルタモジュールをマルチバンド携帯電話に用いた他の例として、図 16 は複数のフィルタモジュールを有するマルチバンド携帯電話の高周波回路を示す。この高周波回路は、表 2 に示す送受信周波数の 4 つの異なる通信方式、GSM850、GSM900、DCS1800、及び PCS で利用可能である。

表 2

通信方式	送信信号周波数 Tx	受信信号周波数 Rx
GSM850	824-849 MHz	869-894 MHz
GSM900	880-915 MHz	925-960 MHz
DCS1800	1710-1785 MHz	1805-1880 MHz
PCS	1850-1910 MHz	1930-1990 MHz

SP5T スイッチ 300 は、アンテナ ANT と接続するポート 510f、GSM850 と GSM900 の送信信号が入力するポート 510a、DCS1800 と PCS の送信信号が入力するポート 510b、GSM850 と GSM900 の受信信号が出力するポート 510e、
5 DCS1800 の受信信号が出力するポート 510c、PCS の受信信号が出力するポート 510d の 6 つの入出力端子を有する。

図 17 は SP5T スイッチの回路ブロックを示す。ポート 510f には、GSM850 と GSM900 の高周波信号を通過させる低域通過フィルタと、DCS1800 と PCS の高周波信号を通過させる高域通過フィルタとからなる分波回路 550 が接続し
10 ている。分波回路 550 はインダクタンス素子とキャパシタンス素子を主構成とする帯域通過フィルタ、低域通過フィルタ、高域通過フィルタ、SAW フィルタ等を適宜組み合わせたり、高周波信号を 2 つ以上の系に分波するマルチプレクサで構成されている。

分波回路 550 の低域通過フィルタには、GSM850 及び GSM900 の送信回路
15 と受信回路との接続を切替える高周波スイッチ 560 が接続している。分波回路 550 の高域通過フィルタには、DCS1800 及び PCS の送信回路と受信回路との接続を切替える高周波スイッチ 570 が接続している。高周波スイッチ 560、570 の送信回路側には低域通過フィルタ 72、75 が接続している。高周波スイッチ 560 の受信回路側には GaAs スイッチ 580 が接続しており、DCS1800 の受信回路と PCS の受信回路を切替える。
20

このような構成の SP5T スイッチ 300 のポート 510e にフィルタモジュール 1 を接続した場合の等価回路を図 18 に示す。フィルタモジュール 1 は図 5 に示す回路と同じであり、第一及び第二の位相器 LS1a、LS1b と、第一及び第二の平衡-不平衡型帯域通過フィルタ 60、65 と、4 つのスイッチング素子 FET1a~
25 FET4a を備えた第一の高周波スイッチと、4 つのスイッチング素子 FET1b~FET4b を備えた第二の高周波スイッチとからなる。

本実施例のフィルタモジュールのモードは、各コントロールポートに接続されたコントロール回路からの制御電圧により、表 3 に示すように切替えられる。

表 3

モード	VC1a	VC1b	VC3a	VC3b	VC3c	VC4a	VC4b	VC4c
GSM850 TX	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
GSM850 RX	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
GSM900 TX	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
GSM900 RX	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
DCS1800 TX	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
DCS1800 RX	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
PCS TX	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
PCS RX	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON

本実施例では、GSM900 で送信する場合に、増幅器 PA からの高周波信号の一部がスイッチ 570 を介して端子 510e に漏洩することがあっても、フィルタモジュール 1 によって、漏洩してきた高周波信号は遮断されるため、低雑音増幅器を含む RF-IC350 に流れ込むことがない。またアンテナ ANT から来る GSM850 又は GSM900 の受信信号は、帯域通過フィルタにより側帯波等のスプリアス成分（ノイズ）が取り除かれ、またインピーダンス変換された平衡信号として RF-IC350 に入力される。このため、携帯電話の通話品質を劣化させることがない。

図 18 に示す等価回路は、高周波スイッチ 580 を除けば GSM850 / GSM900 / DCS1800 等のトリプルバンド携帯電話の高周波回路としても機能することができる。また高周波スイッチ 580 の代わりにフィルタモジュール 1 を接続することもできる。

産業上の利用可能性

本発明の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールは、挿入損失の増加を抑えているとともに、極めて近い周波数帯を利用する通信方式又はアクセス方式において、取り扱うべき通信方式又はアクセス方式の高周波信号を通過

させるが、他の通信方式又はアクセス方式の高周波信号を遮断することができる。また本発明の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールをマルチバンド携帯電話等の高周波通信機器に使用すると、バッテリー消費が少なく、通話品質の劣化が少なく、その高周波回路の部品点数を削減することもできる。

請求の範囲

1. それぞれスイッチング素子を有する 3 つの高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタとを具備する平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールであって、

第一の高周波スイッチは、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

- 10 第二の高周波スイッチは、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

- 15 第三の高周波スイッチは、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

- 20 通過する高周波信号に応じて前記第一乃至第三の高周波スイッチを切替え、もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール。

2. 通過周波数帯域の異なる 2 つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された 6 つの位相器とを具備する平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールであって、

第一の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第二の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポート

と、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第三の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第四の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第五の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第六の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を前記第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール。

3. スイッチング素子を有する高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる2つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された4つの位相器とを具備する平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールであって、

前記高周波スイッチは、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

第一の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第二の位相器は、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

5 第三の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第四の位相器は、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第一ポートと、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

10 通過する高周波信号に応じて前記第一の高周波スイッチを切替え、もって前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール。

15 4. スwitching素子を有する2つの高周波スイッチと、通過周波数帯域の異なる2つの平衡－不平衡型帯域通過フィルタと、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタに接続された2つの位相器とを具備する平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールであって、

20 第一の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

第二の位相器は、前記モジュールの不平衡ポートと接続する第一ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの不平衡ポートと接続する第二ポートとを有し、

25 第一の高周波スイッチは、前記モジュールの第一平衡ポートと接続する第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第一平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

第二の高周波スイッチは、前記モジュールの第二平衡ポートと接続する

第一ポートと、第一の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第二ポートと、第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタの第二平衡ポートと接続する第三ポートとを有し、

通過する高周波信号に応じて前記第一及び第二の高周波スイッチを切替え、も

5 って前記モジュールの不平衡ポートに入力する高周波信号を第一及び第二の平衡ポートから出力するか、前記第一及び第二の平衡ポートに入力する高周波信号を前記モジュールの不平衡ポートから出力することを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール。

5. 請求項 1~4 のいずれかに記載の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタ
10 モジュールにおいて、前記第一及び第二の平衡－不平衡型帯域通過フィルタは
入力インピーダンス Z_i と出力インピーダンス Z_o が異なり、もってインピーダ
ンス変換機能を有することを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィルタ
モジュール。

6. 請求項 1～5 のいずれかに記載の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタ
15 モジュールにおいて、前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタが SAW フィルタ又
は FBAR フィルタであることを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィル
タモジュール。

7. 請求項 1～6 のいずれかに記載の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールにおいて、電極パターンを有する複数の誘電体層からなる積層体により構成されており、前記位相器及び前記高周波スイッチを構成する伝送線路は前記電極パターンにより形成されており、前記高周波スイッチを構成するスイッチング素子及び前記平衡－不平衡型帯域通過フィルタは前記積層体の実装されていることを特徴とする平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュール。

25 8. 請求項 1～7 のいずれかに記載の平衡－不平衡型マルチバンドフィルタモジュールを有する高周波回路を具備することを特徴とするマルチバンド携帯電話。

図1

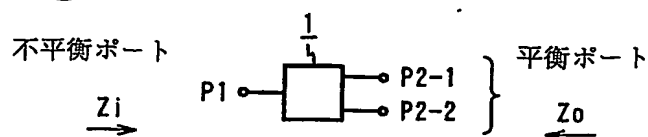


図2

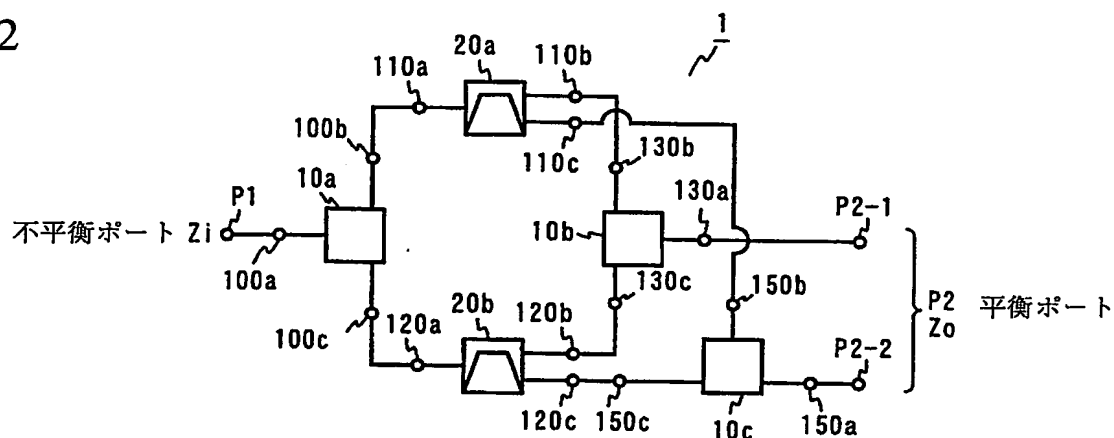


図3

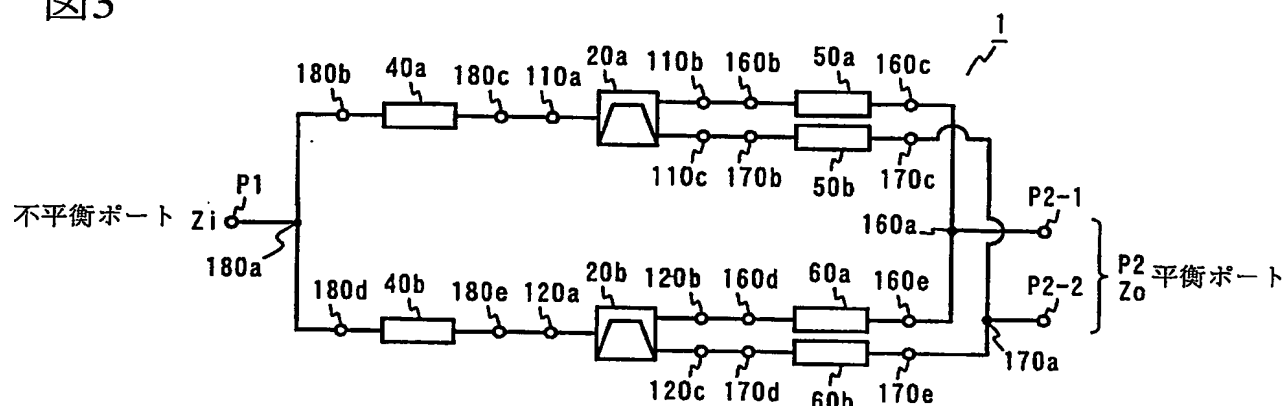


図4

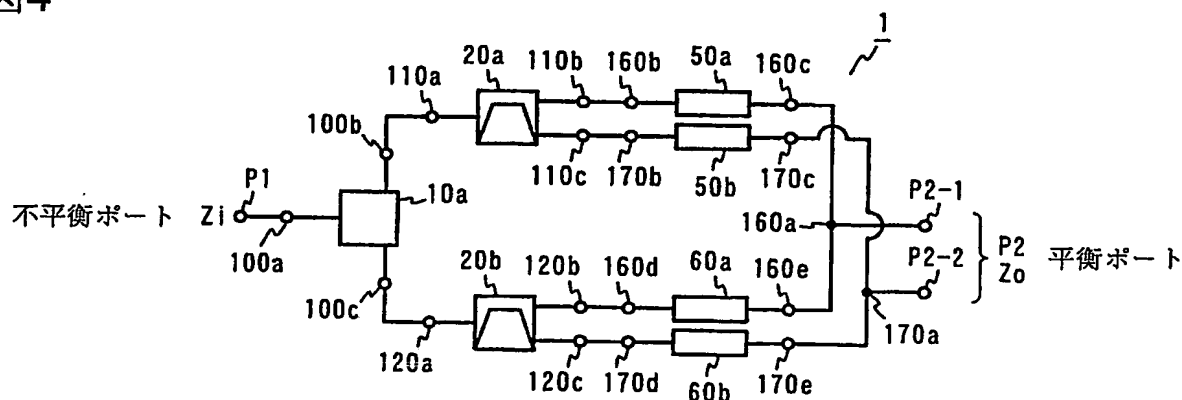


図5

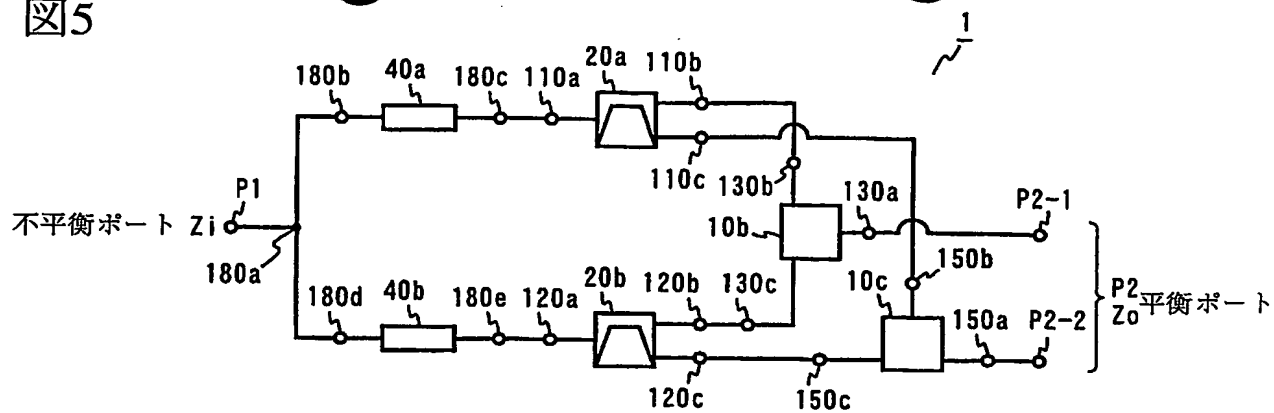


図6

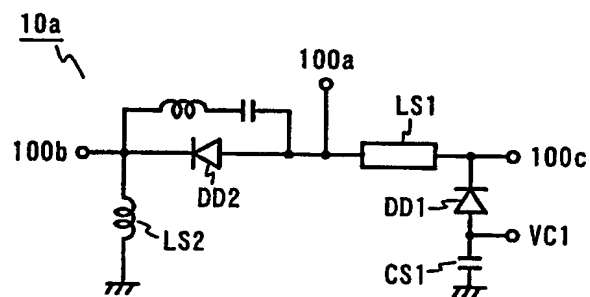


図7

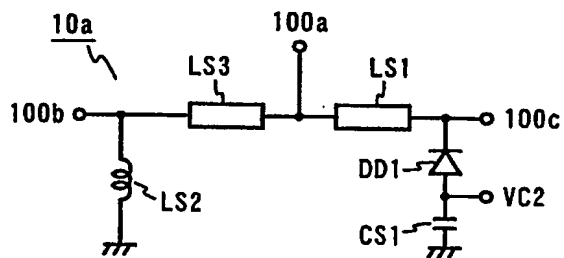


図8

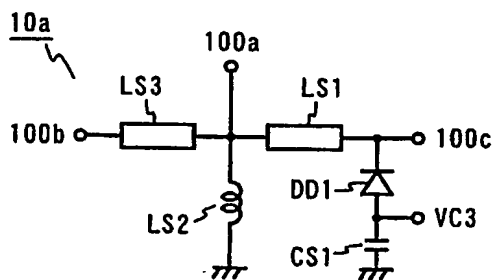


図9

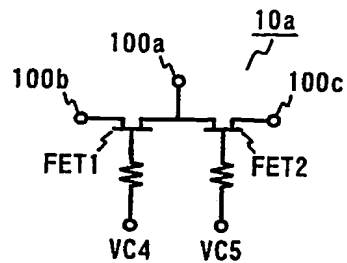


図10

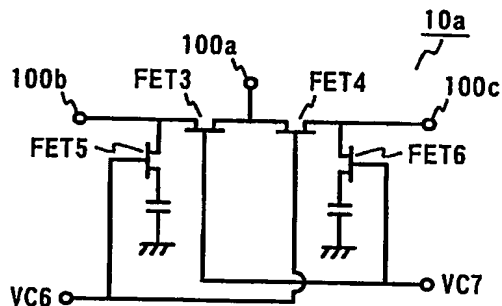


図11(a)

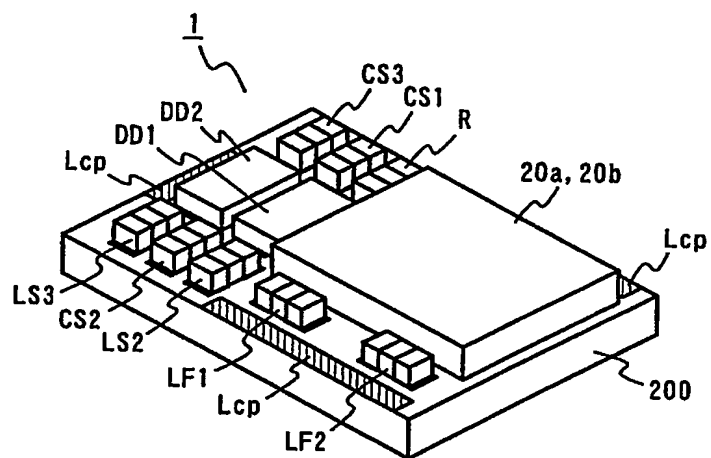


図11(b)

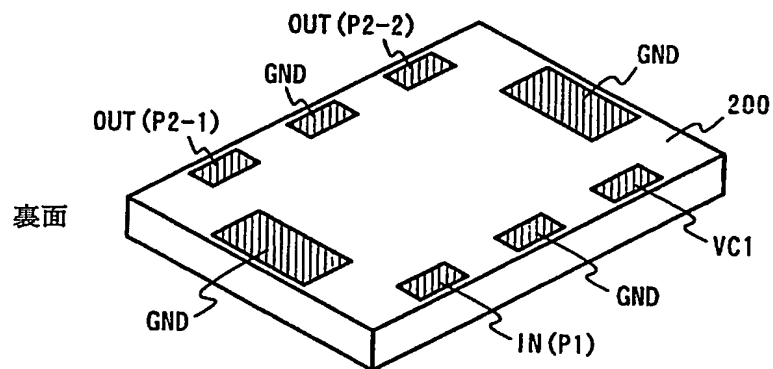


図13

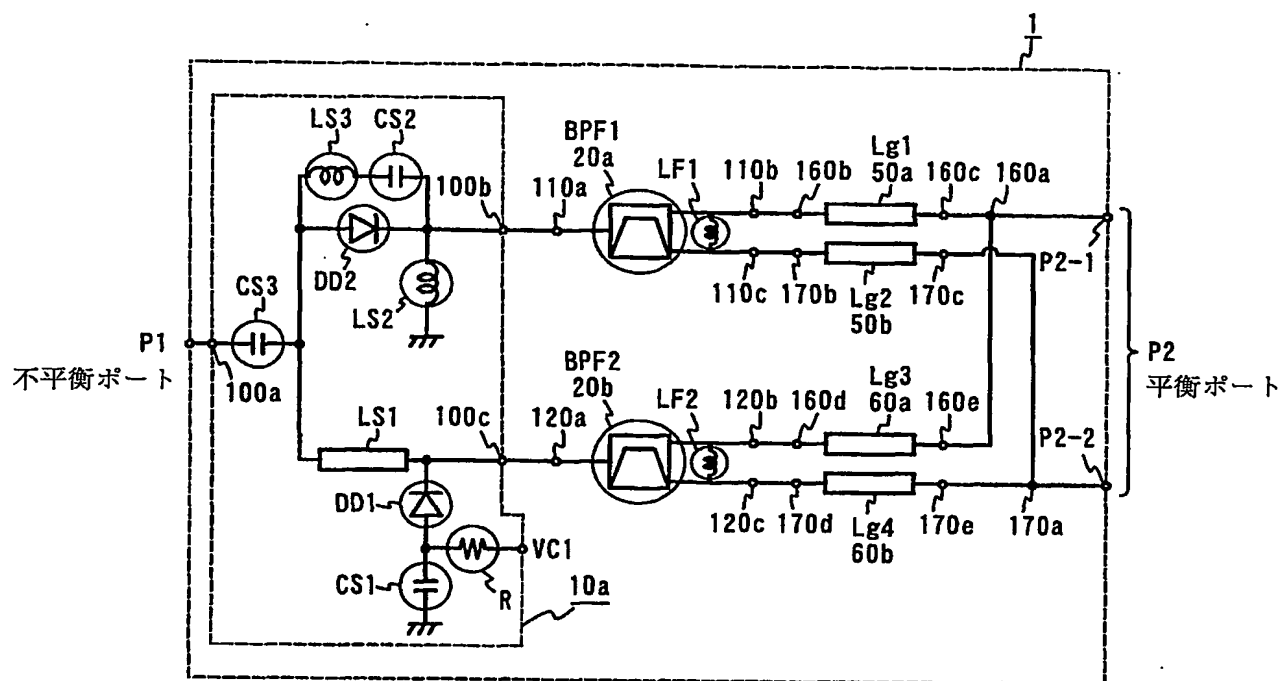


図14

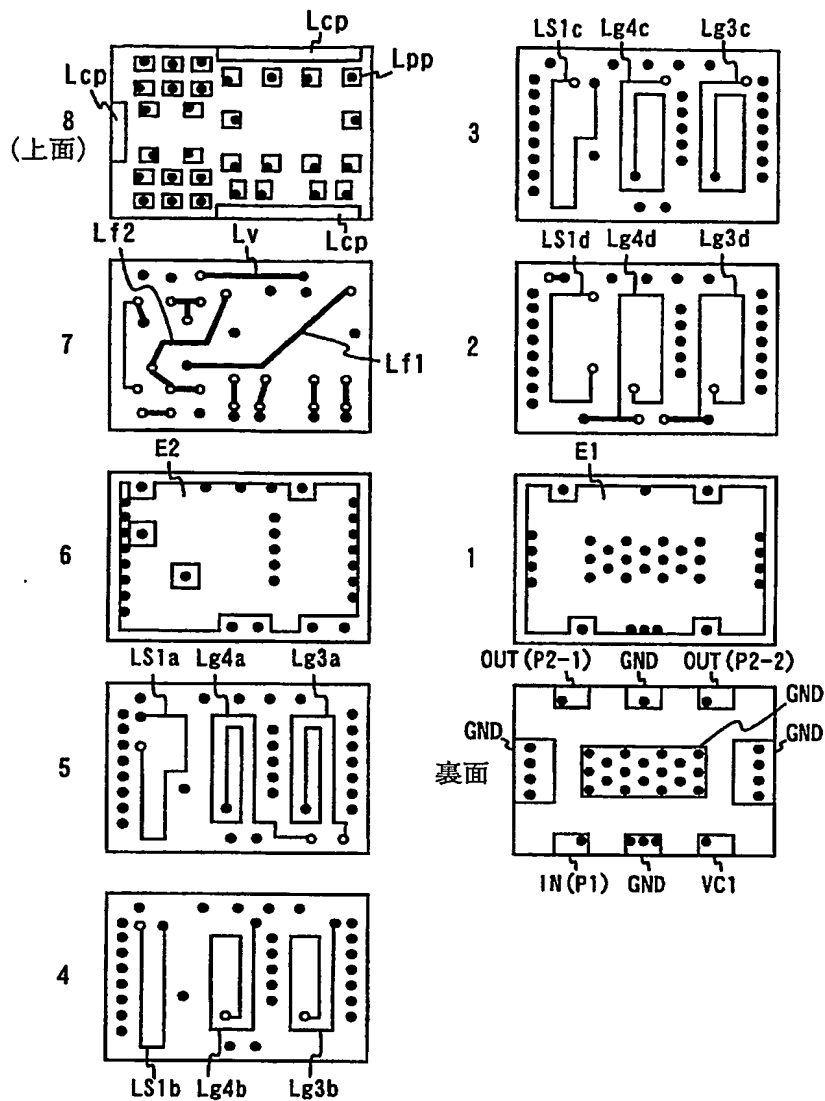


図15

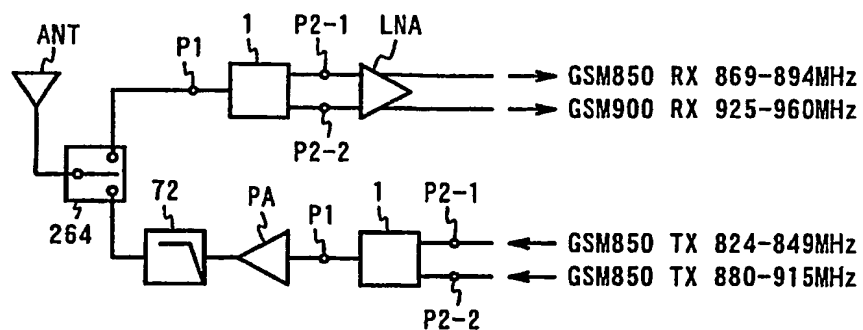


図16

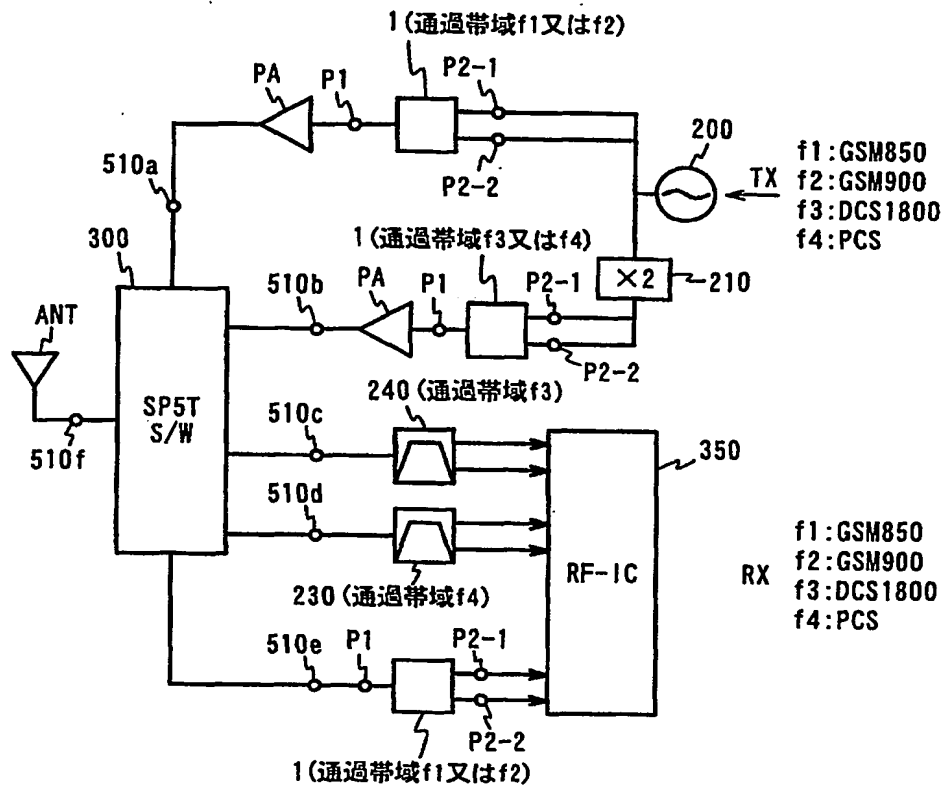


図17

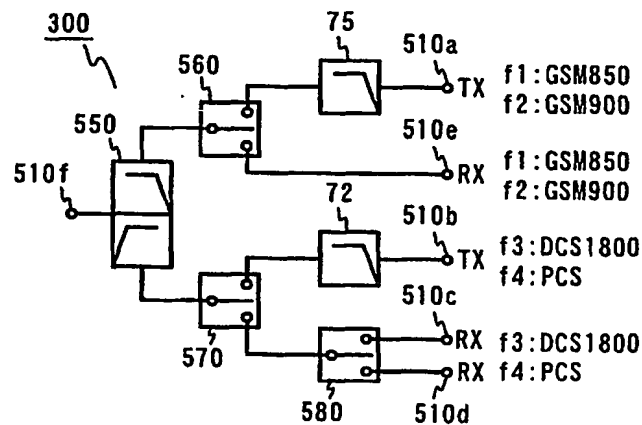


图 18

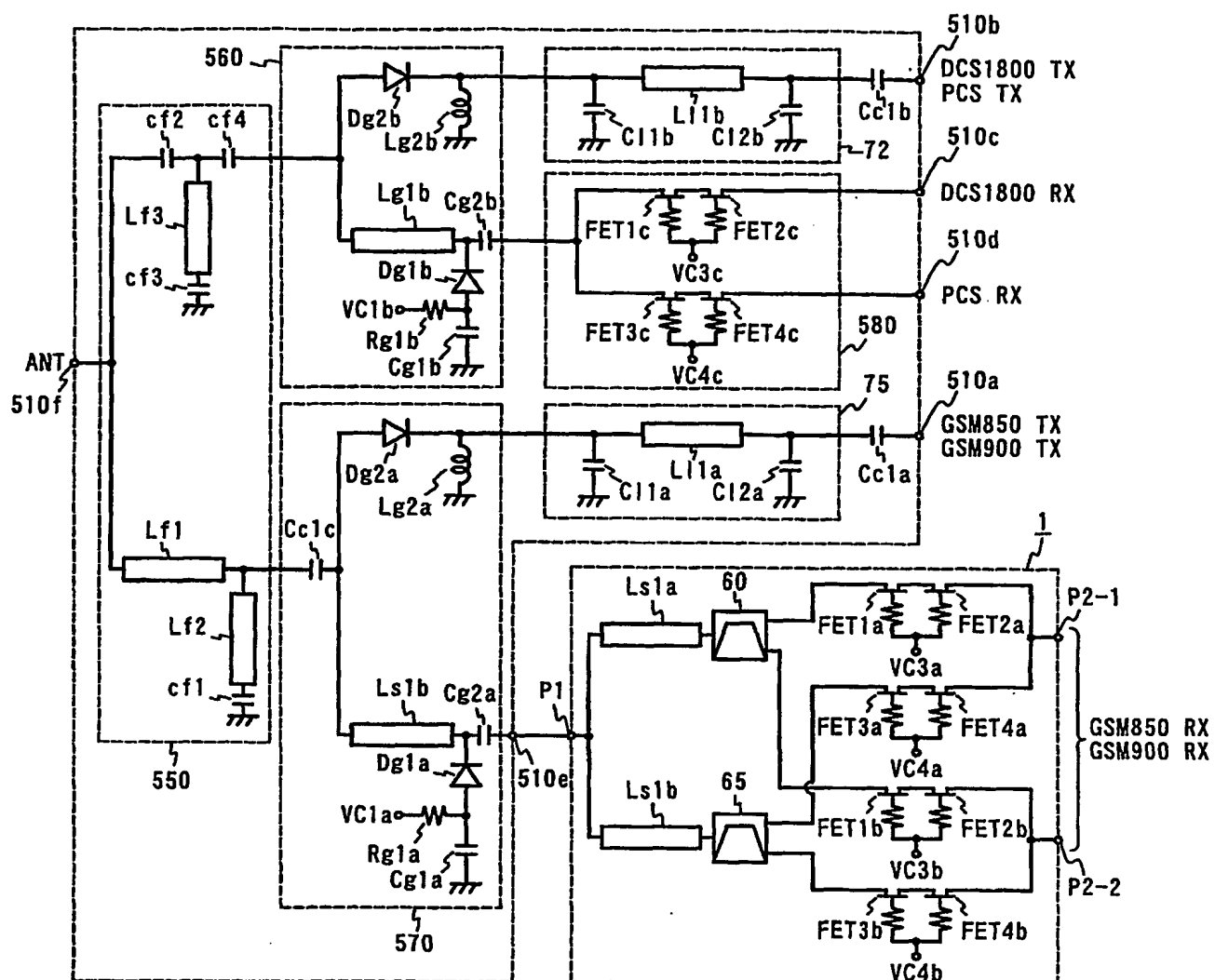


図19(a)

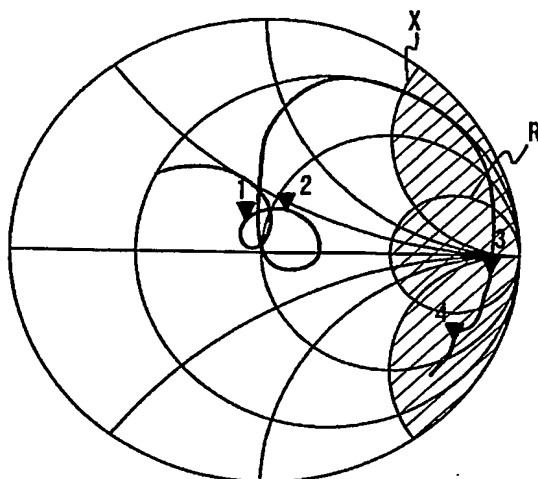


図19(b)

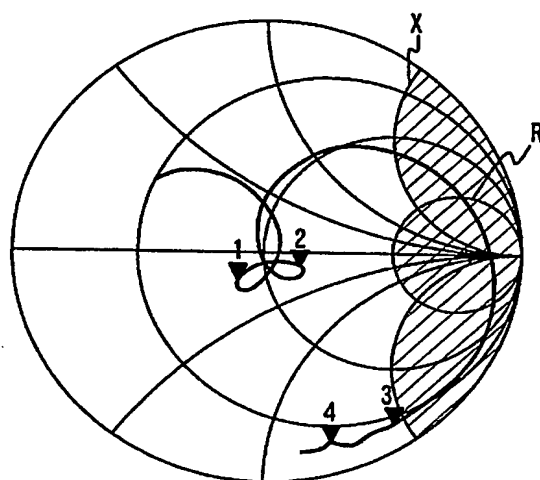


図20

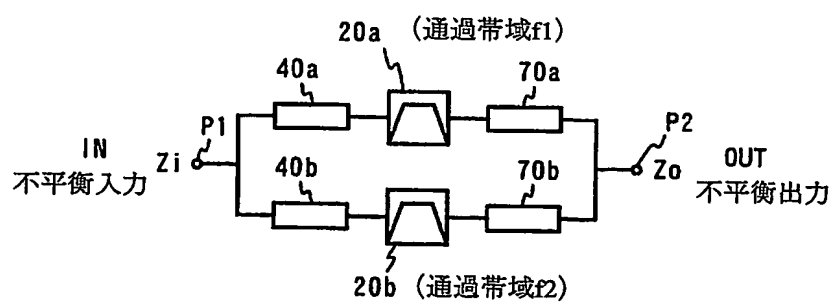


図21

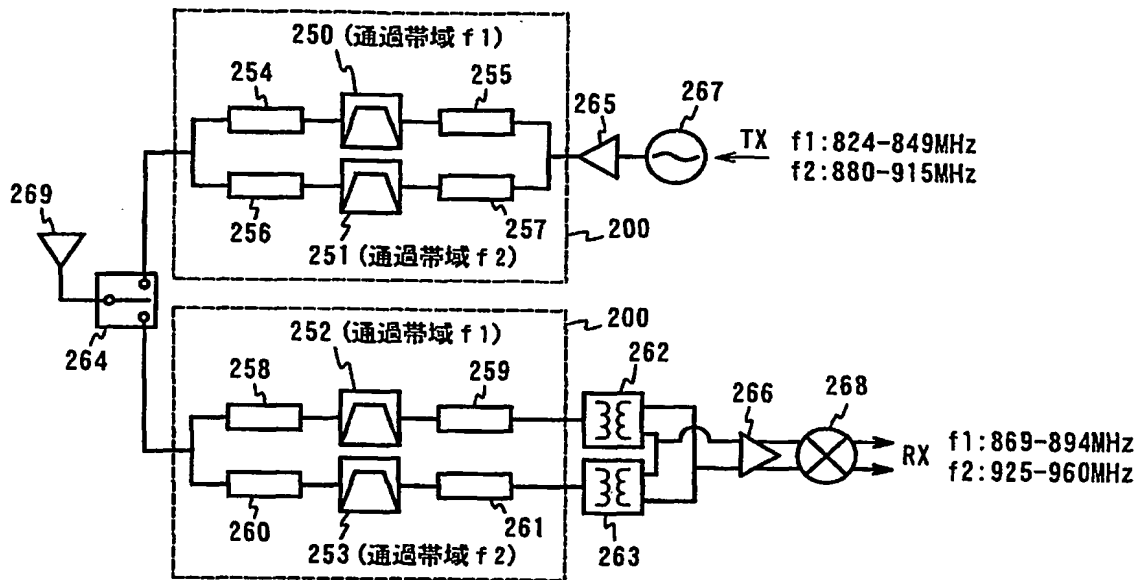
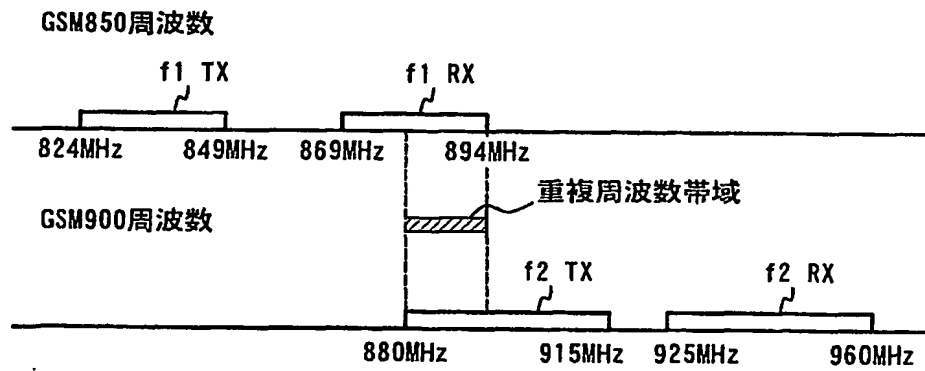


図22



A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁷ H03H7/01 H03H7/46 H03H7/42
H01P1/15 H04B1/44

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁷ H03H7/01 H03H7/46 H03H7/42
H01P1/15 H04B1/44

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
日本国公開実用新案公報 1971-2004年
日本国登録実用新案公報 1994-2004年
日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

WPI/L

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2001-60839 A (株式会社村田製作所) 2001.03.06 第1図, 第【0019】欄 & EP 1077528 A2	1-8
Y	JP 10-79601 A (日本電気株式会社) 1998.03.24 第1図, 第3図, 第7図 & GB 2316820 A & AU 9736746 A & US 5883553 A & KR 98024259 A	1, 2, 4

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

23.01.2004

国際調査報告の発送日

10.2.2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
小林 正明

5W 4241

電話番号 03-3581-1101 内線 3574

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2002-171187 A (株式会社東芝) 2002. 06. 14 第6図, 第【0003】欄 & US 2002/0067226 A1 & EP 1213835 A1	1, 4
Y	JP 8-321738 A (松下電器産業株式会社) 1996. 12. 03 全文, 全図 & EP 0744831 A2 & US 5926466 A	1-3
Y	JP 51-7793 Y1 (古河電気工業株式会社) 1976. 03. 02 全文, 全図 (ファミリーなし)	3
Y	JP 11-144961 A (日本特殊陶業株式会社) 1999. 05. 28 第【0014】欄, 第【0029】欄 (ファミリーなし)	5
Y	JP 2002-314371 A (株式会社村田製作所) 2002. 10. 25 全文, 全図 & EP 1251638 A2 & US 2002/0167378 A1 & KR 2002081147 A & CN 1381951 A	6
Y	JP 2003-283296 A (TDK株式会社) 2003. 10. 03 全文, 全図 (ファミリーなし)	6
Y	JP 2002-304178 A (アジレント・テクノロジーズ・ ・インク) 2002. 10. 18 全文, 全図 & US 2002/0109563 A1 & EP 1233511 A2	6
Y	JP 2002-280926 A (日立金属株式会社) 2002. 09. 27 第4図, 第5図 (ファミリーなし)	7

C (続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P 2 0 0 1 - 3 4 5 7 2 9 A (株式会社村田製作所) 2 0 0 1 . 1 2 . 1 4 全文, 全図 & D E 1 0 1 1 5 7 1 9 A 1 & F R 2 8 1 0 7 9 7 A 1 & U S 2 0 0 2 / 0 0 3 4 9 3 4 A 1 & G B 2 3 6 6 7 0 2 A & D E 1 0 1 6 4 8 0 7 A 1	1-8
A	J P 2 0 0 1 - 2 0 3 6 0 1 A (日立金属株式会社) 2 0 0 1 . 0 7 . 2 7 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-8